引入加权系数消除 ICI 的二次快时变信道估计算法 *

尹 燕[a]，王 敏[b†]，王传云[b]

(华东交通大学 a. 软件学院; b. 信息工程学院，南昌 330013)

摘 要：针对高速移动环境下由多普勒频移引起的子载波间干扰（inter-carrier interference，ICI），提出一种引入加权系数消除 ICI 的二次快时变信道估计算法。该算法进行两次信道估计，第一次估计用于提供信道状态信息，在保证符号率的前提下消除 ICI，第二次估计在 ICI 消除的情况下进行，可以提高信道估计精度；并对简化的并行干扰消除（parallel interference cancellation，PIC）算法进行改进，基于最小均方误差准则引入加权系数，使得 ICI 消除后的残余误差最小。仿真结果和理论分析达到很好的一致性，当信道信噪比为 0 dB 时，归一化均方误差（normalized mean square error，NMSE）性能增益最大约为 0.0714，提高了快时变信道估计的精度。

关键词：加权系数；ICI 消除；二次估计；快时变信道；PIC 算法

中图分类号：TN92　　doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2017.08.0885

Twice rapidly time-varying channel estimation algorithm based on ICI cancellation using weighted coefficient

Yin Yan[a], Wang Min[b†], Wang Chuanyun[b]

(*a. School of software*, *b. School of Information Engineering*, *East China Jiaotong University*, *Nanchang* 330013, *China*)

Abstract: This paper proposed a twice channel estimation algorithm, in which used weighted coefficient to cancel Inter-Carrier Interference (ICI) caused by Doppler frequency shift in high speed mobile environment. The algorithm achieved twice channel estimation. The first estimation provided channel state information to cancel the ICI under the premise of ensuring the symbol rate; in the case of ICI cancellation, the second estimation enhanced the channel estimation accuracy. Then the algorithm improved the simplified parallel interference cancellation (PIC) algorithm, and introduced the weighting coefficient to make the residual error smallest after ICI cancellation based on the minimum mean square error criterion. The simulation results are in good agreement with the theoretical analysis. The proposed algorithm improves the estimation accuracy of rapidly time-varying channels. The maximum value of normalized mean square error (NMSE) performance gain is 0.0714, when the SNR is 0dB.

Key Words: weighted coefficient; ICI cancellation; twice estimate; rapidly time-varying channel; PIC algorithm

0 引言

随着高速铁路的迅猛发展，高速铁路通信系统正面临着诸多挑战[1]。在高速移动环境下，快时变信道待估计参数的数量将大大增加，因此，需要研究能够减少未知量个数的信道模型来拟合真实的快时变信道。常用的时变信道拟合方法有线性时变模型（linear time-varying，LTV）[2-4]和基扩展模型（basis expansion model，BEM）[5-7]。BEM 作为时频双选信道的最佳模型[5]，近些年来受到普遍关注。文献[6,7]提出了借助于 BEM 来估计快时变信道的方法，需要的导频数少，性能较好，但由于这些方法没有考虑 ICI 的影响，在多普勒频移较大的情况下估计精度没有明显提高。

BEM 的信道估计方法是将快时变信道估计转换为对基系数的估计。在高速移动环境下，由于多普勒频移的增加会带来严重的 ICI，导致基系数估计误差增大，造成系统性能恶化。因此，消除 ICI 是提高快时变信道估计精度的关键。文献[8]将简化的 PIC 方案与决策统计组合相结合来消除 ICI，降低数据符号检测的误码率。文献[9]提出一种新的 PIC 算法，在均衡前的每个迭代过程中消除 ICI，改进信道估计和均衡的性能。但以上算法都是针对 ICI 影响的单独考虑，并没有验证 ICI 消除后信道估计的改善情况。文献[10]将 ICI 消除与信道估计结合起来，设计了一种接收机结构包括三个主要模块：信道估计、自适应通道参数提取、PIC。采用估计的信道增益来估计 ICI 增益，然后结合检测信号以消除 ICI。通过台湾高铁实际测试结果表明，

基金项目：国家自然科学基金资助项目（61661021）；江西省教育厅资助项目（GJJ150545）

作者简介：尹燕（1978-），女，湖北黄梅人，讲师，主要研究方向为无线通信、复杂网络技术等（yinyan78@foxmail.com）；王敏（1992-），女（通信作者），湖北荆州人，硕士研究生，主要研究方向为无线通信、物联网技术等；王传云（1977-），男，安徽肥西人，副教授，主要研究方向为无线通信、微波电路等.

在高速运动场景下，文献[10]中所提方法性能明显改善（信噪比为 30dB 时性能增益为 2~8 dB）。但采用迭代的 PIC 消除 ICI，存在误差传播或难以收敛的情况。文献[11]提出一种基于最小均方误差（MMSE）迭代的三步 ICI 消除算法，包括 MMSE 信道估计、MMSE 均衡和 ICI 消除，仿真结果表明，该方法明显减小了系统的误码率，但 MMSE 算法计算复杂度较大。

本文针对上述文献中提到的问题，提出一种引入加权系数消除 ICI 的二次快时变信道估计算法。所提算法利用第一次信道估计得到的频域信道矩阵结合检测信号得到 ICI 干扰项；然后，采用简化的 PIC 算法消除 ICI，由于没有采用迭代的方法逼近真实值，故存在的残余误差不可忽略。因此，本文对简化的 PIC 算法进行改进，基于最小均方误差准则引入加权系数 μ 使得 ICI 消除后的残余误差最小。最后利用 ICI 消除后的接收信号进行第二次信道估计，综合考虑 ICI 消除和信道估计之间的相互影响，提高信道估计的精度。

1 基于 ICI 消除的二次快时变信道估计算法

1.1 算法过程

如图 1 所示，本文提出的二次快时变信道估计算法过程如下：首先采用 BEM 对快时变信道建模，并求出估计矩阵 $\boldsymbol{F}_{LMMSE}$；再进行第一次信道估计，得到频域信道矩阵 $\hat{\boldsymbol{H}}$；采用改进的简化 PIC 算法消除 ICI，获得 ICI 消除后的频域接收信号 $\boldsymbol{Y}_{2nd}$；再用 $\boldsymbol{Y}_{2nd}$ 进行第二次信道估计，得到 $\hat{\boldsymbol{H}}'$，完成信道估计。采用该方法可以消除 ICI 对快时变信道估计的影响，进一步提高信道估计精度。

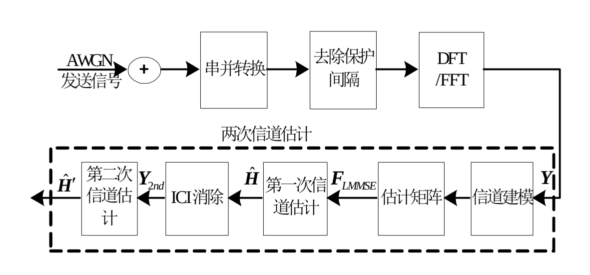


图 1 OFDM 系统快时变信道估计框图

1.1.1 信道模型建立

常用的 BEM 有复指数基扩展模型(complex exponential-BEM,CE-BEM)[12]、广义复指数基扩展模型(generalized complex exponential-BEM,GCE-BEM)[13]、多项式基扩展模型（polynomial-BEM,P-BEM）[14]、离散椭球序列基扩展模型（discrete prolate sequence-BME,DPS-BEM）[15]和离散卡-洛基扩展模型（discrete Karhunen-Loeve-BEM: DKL-BEM）[16]。其中 DKL-BEM 为 MMSE 准则下的最优模型[17]。本文选用 DKL-BEM 建立信道模型。

利用 DKL-BEM 来描述双选信道，当最大时延 $\tau_{\max}$ 和最大多普勒频移 $f_{\max}$ 满足 $2\tau_{\max} f_{\max} < 1$ 时，可以将双选信道建模为一个 FIR 滤波器，其每个抽头被表示为一组基函数的叠加，则时域信道响应可以表示为

$$h_l(n) = \sum_{q=0}^{Q} g_q(l) b_q(n) \tag{1}$$

其中：$b_q(n)$ 为 n 时刻 DKL-BEM 的基函数，Q 为 DKL-BEM 的阶数，$g_q(l)$ 为基系数，在一个 OFDM 符号周期内保持不变。

图 1 中经过加性高斯白噪声 AWGN 信道传输后，接收端接收到的频域信号表示为[6]：

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{HX} + \boldsymbol{W} = (\boldsymbol{H}_{ave} + \boldsymbol{H}_{ICI})\boldsymbol{X} + \boldsymbol{W} = \boldsymbol{H}_{ave}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{H}_{ICI}\boldsymbol{X} + \boldsymbol{W} \tag{2}$$

$$H_{k,v} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}\sum_{l=0}^{L-1} h_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}[v(l-n)+nk]} \tag{3}$$

其中：$\boldsymbol{X}$ 和 $\boldsymbol{Y}$ 分别为频域的发送和接收信号，$\boldsymbol{W}$ 为时域加性高斯白噪声的频域表示，$H_{k,v}$ 为信道频域矩阵 $\boldsymbol{H}$ 的元素，N 为 OFDM 系统子载波个数，L 为抽头数，$\boldsymbol{H}_{ave}$ 为（$N \times N$）对角矩阵，$H_{k,k}$ 为其对角元素，$\boldsymbol{H}_{ICI}$ 为（$N \times N$）数据子载波对导频子载波的干扰矩阵，其对角线元素为 0，非对角线元素为 $H_{k,v}$ $(k \neq v)$。对式（3）分析可以发现，$h_l(n)$ 随时间 n 变化时，$\boldsymbol{H}$ 有非对角元素，即快时变信道中存在 ICI 项。因此，需要对 ICI 干扰进行消除，提高快时变信道的估计精度。

1.1.2 信道估计矩阵

1）导频结构

本文采用常见的频域梳状导频结构（FDKD）进行信道估计，假设一个 OFDM 符号中有 M 个导频簇，每个导频簇中有 a 个非零导频，非零导频两侧分别有 b 个零导频。M 个导频簇等周期的插入到一个 OFDM 符号中，每个导频簇矢量记为

$$\mathbf{x}_m^{(P)} = [x(P_m), \cdots, x(P_m + a + 2b - 1)], \quad m=0,1,\cdots,M-1 \tag{4}$$

其中 P_m 为第 m 个导频簇的起始位置。则可以将一个 OFDM 符号分成两部分，$x^{(P)}$ 为所有导频簇符号，$x^{(d)}$ 为剩下的数据符号。导频结构如图 2 所示。

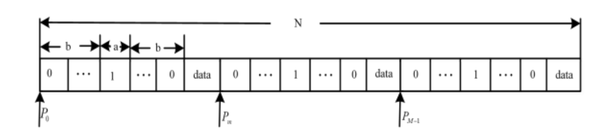


图 2 FDKD 导频结构

2）信道估计方法

BEM 采用随时间变化的基函数与不随时间变化的基系数来表征信道，其信道估计问题可以转换为线性参数（基系数）的估计问题，但是，要得到基系数必须先求出估计矩阵。常用的估计方法有最小二乘估计（LS）和线性最小均方误差估计（LMMSE）。LS 的估计方法虽然复杂度低，但其没有考虑 ICI 和噪声干扰，在多普勒频移大或信噪比小的时候，估计效果不理想；而 LMMSE 估计方法综合考虑了 ICI、噪声以及多径时延的影响，虽然依赖信道信息、涉及自相关矩阵的计算，复杂度较高，但相较于 LS 估计方法而言有更高的精确度。因此，本文采用 LMMSE 的方法估计基系数，即找到一个估计矩阵 $\boldsymbol{F}_{LMMSE}$，使基系数与基系数的估计值之间的均方误差最小。估

计矩阵的表达式为[7]

$$F_{LMMSE}=R_g D^H/(DR_g D^H+R_d+R_W^{(P)}) \tag{5}$$

其中：$(\bullet)^H$ 表示对矩阵做共轭转置，R_g、R_d、$R_W^{(P)}$ 分别为 BEM 的基系数向量、ICI 干扰项和噪声的自相关矩阵。

$$D=A_q^{(P)}s^{(p)} \tag{6}$$

$$A_q=Fdiag(b_q(:,q+1))F^H \tag{7}$$

$$s^{(P)}=I_{Q+1}\otimes(diag(X^{(P)})F_L^{(P)}) \tag{8}$$

其中：$\otimes$ 表示 Kronecker 积；$b_q=[b_0,b_1,\cdots,b_Q]$ 为 $N\times(Q+1)$ 的基函数矩阵；$X^{(P)}$ 对应于所有导频子载波处的频域发送数据，F_L 表示矩阵 $\sqrt{N}F$ 的前 L 列。

1.1.3 第一次信道估计

利用 1.2 中的估计矩阵进行基系数估计，则基系数可以表示为

$$\hat{g}=F_{LMMSE}Y^{(P)} \tag{9}$$

$$Y^{(P)}=Y(pilot_position,:) \tag{10}$$

其中：$Y^{(P)}$ 对应所有导频子载波处的频域接收数据。求得基系数后，再由式（1）得到时域信道响应，由式（3）得到频域信道矩阵 $\hat{H}$。

1.1.4 ICI 消除方法

由式（2）可知，当信道近似线性变化时，ICI 可以看做是一种加性干扰，由此文献[18]将基于 MMSE 准则的均衡器中的 σ_w^2/σ_x^2 改为 $(\sigma_w^2+\sigma_{ICI}^2)/\sigma_x^2$。

$$\begin{aligned}G&=\hat{H}^H(\hat{H}\hat{H}^H+\frac{\sigma_w^2+\sigma_{ICI}^2}{\sigma_x^2}I(N))^{-1}\\&=\hat{H}^H(\hat{H}\hat{H}^H+\frac{1}{SINR}I(N))^{-1}\end{aligned} \tag{11}$$

其中：$(\bullet)^{-1}$ 为求逆矩阵，$I(N)$ 为 $N\times N$ 的单位矩阵，σ_x^2 为发送信号的平均功率，σ_w^2 为噪声的平均功率，σ_{ICI}^2 为 ICI 的平均功率，Jakes 信道的 SINR 由下式给出。

$$SINR=\frac{\frac{\sigma_x^2}{N^2}[2\sum_{n=1}^{N-1}J_0(\frac{2\pi nf_{\max}t_s}{N})(N-n)+N]}{\sigma_x^2-\frac{\sigma_x^2}{N^2}[2\sum_{n=1}^{N-1}J_0(\frac{2\pi nf_{\max}t_s}{N})(N-n)+N]+\sigma_w^2} \tag{12}$$

其中：$J_0(\bullet)$ 为零阶贝塞尔函数，t_s 为采样间隔，则检测信号 X_{2nd} 可以表示为

$$X_{2nd}=GY \tag{13}$$

采用简化的 PIC 算法消除 ICI，则经过 ICI 消除之后的频域接收信号可以表示为

$$Y_{2nd}=Y-\hat{H}_{ICI}X_{2nd} \tag{14}$$

$$\hat{H}_{ICI}=\hat{H}-diag(diag(\hat{H})) \tag{15}$$

其中：$diag(diag(\hat{H}))$ 为以 $\hat{H}$ 的对角线元素为对角的对角矩阵。

1.1.5 第二次信道估计

采用 Y_{2nd} 进行第二次信道估计，则基系数可以表示为：

$$\hat{g}'=F_{LMMSE}Y_{2nd}^{(P)} \tag{16}$$

$$Y_{2nd}^{(P)}=Y_{2nd}(pilot_position,:) \tag{17}$$

其中：$Y_{2nd}^{(P)}$ 对应于所有导频子载波处的 ICI 消除后的频域接收数据；求得基系数后，采用与 1.3 中相同的方法得到频域信道矩阵 $\hat{H}'$，完成信道估计。

1.2　算法仿真及分析

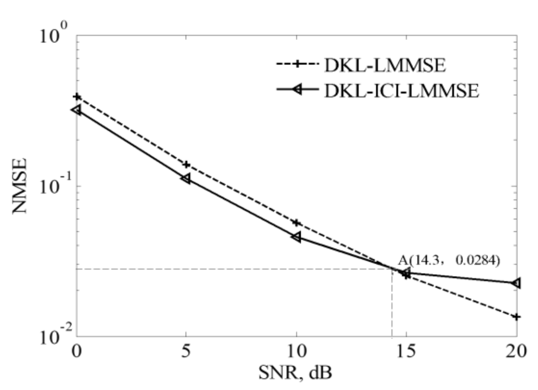
本文基于 MATLAB 仿真平台，在速度为 350km/h 的情景下，对传统的 DKL-BEM 算法和所提的基于 ICI 消除的二次快时变信道估计算法的性能进行对比分析，如图 3 所示，验证所提算法的正确性和有效性。定义归一化均方误差（NMSE）来衡量信道估计的性能，如式（18）所示。

$$NMSE=\frac{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}E\left\{\sum_{l=0}^{L-1}\left|h_l^r(n)-\hat{h}_l^r(n)\right|^2\right\}}{\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}E\left\{\sum_{l=0}^{L-1}\left|h_l^r(n)\right|^2\right\}} \tag{18}$$

其中：$h_l^r(n)$ 是实际信道的抽头响应（由 Jakes 模型产生）。在仿真中系统载波频率 G=2GHz，仿真一帧数据包括 20 个 OFDM 符号样本，具体参数设置如表 1 所示。

表 1　OFDM 快时变信道估计仿真参数设置

参数	设置值
子载波个数 N	256
调制方式	QPSK
信道多径数 L	6
采样时间间隔 t_s	1 μs
循环前缀长度	32
BEM 阶数 Q	4
梳状导频簇数 M	8
每簇中的非零导频个数 a	1
一侧的零导频个数 b	4



(DKL-LMMSE:采用 LMMSE 估计的传统 DKL-BEM 算法性能曲线; DKL-ICI-LMMSE:采用 LMMSE 估计的基于 ICI 消除的二次快时变信道估计算法并时的性能曲线)

图 3　NMSE 随信噪比变化的曲线

式（11）的信号检测方法是基于信道线性变化给出的，但是在高速移动环境下信道变化是非线性的。当信噪比较小时，噪声较大，ICI 的非线性变化对整体估计的影响不明显；但信噪比越大，噪声越小，此时，ICI 的微小变化也会对估计结果产生影响。因此，检测信号仍会受到 ICI 的影响，干扰抵消后会存在残余误差，且在信噪比较大时更为严重。

如图 3 所示，当 SNR>14.3dB 时，所提的 DKL-ICI-LMMSE

算法性能下降不如传统的 DKL-LMMSE 算法，即所提算法在信噪比较小的情况下更适用。理论分析与仿真结果的一致性，证明了所提算法的正确性与有效性。为了减小 ICI 干扰抵消后产生的残余误差，本文对简化的 PIC 算法进行改进，引入加权系数 μ，使 ICI 消除后的残余误差最小。

2 引入加权系数消除 ICI 的二次快时变信道估计算法

2.1 引入加权系数 μ

为了更深入分析式（14）中的 ICI 消除问题，将发送数据 $\boldsymbol{X}$ 分成两部分：导频部分 $\boldsymbol{X}^{(P)}$ 和数据部分 $\boldsymbol{X}^{(d)}$。式（14）中 $\boldsymbol{Y}$ 还可以表示为[19]：

$$Y=\sum_{q=0}^{Q}A_q^{(P)}diag(X^{(P)})F_L^{(P)}g_q+\underbrace{\sum_{q=0}^{Q}A_q^{(d)}diag(X^{(d)})F_L^{(d)}g_q}_{ICI}+W \tag{19}$$

将式（19）代入式（14）中则经过 ICI 消除的频域接收信号可以表示为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{Y}_{2nd}=&\sum_{q=0}^{Q}\boldsymbol{A}_q^{(P)}diag(\boldsymbol{X}^{(P)})\boldsymbol{F}_L^{(P)}\boldsymbol{g}_q\\&+\sum_{q=0}^{Q}\boldsymbol{A}_q^{(d)}diag(\boldsymbol{X}^{(d)})\boldsymbol{F}_L^{(d)}\boldsymbol{g}_q\\&-\sum_{q=0}^{Q}\boldsymbol{A}_q^{(d)}diag(\boldsymbol{X}_{2nd}^{(d)})\boldsymbol{F}_L^{(d)}\hat{\boldsymbol{g}}_q+\boldsymbol{W}\end{aligned} \tag{20}$$

其中：$\hat{\boldsymbol{g}}_q=[g_q(0),g_q(1),\cdots,g_q(L-1)]$ 为第一次信道估计的基向量。

令 $\boldsymbol{s}^{(d)}=\boldsymbol{I}_{Q+1}\otimes(diag(\boldsymbol{X}^{(d)})\boldsymbol{F}_L^{(d)})$，$\boldsymbol{c}^{(d)}=\boldsymbol{I}_{Q+1}\otimes(diag(\boldsymbol{X}_{pre}^{(d)})\boldsymbol{F}_L^{(d)})$，则式（20）可以表示为

$$\boldsymbol{Y}_{2nd}=\boldsymbol{A}_q^{(P)}\boldsymbol{s}^{(P)}\boldsymbol{g}+\boldsymbol{A}_q^{(d)}(\boldsymbol{s}^{(d)}\boldsymbol{g}-\boldsymbol{c}^{(d)}\hat{\boldsymbol{g}})+\boldsymbol{W} \tag{21}$$

其中：$\boldsymbol{A}_q^{(d)}\boldsymbol{s}^{(d)}\boldsymbol{g}$ 表示数据子载波对导频子载波的干扰，$\boldsymbol{A}_q^{(d)}\boldsymbol{c}^{(d)}\hat{\boldsymbol{g}}$ 表示第一次信道估计求得的 ICI 干扰项。从式（21）可以看出，等式右边第二项是干扰抵消所产生的残余误差。残余误差越小，ICI 消除的效果越好。传统的 PIC 算法采用迭代的方法减小残余误差，但存在误差传播和难以收敛的问题。本文基于最小均方误差准则在简化的 PIC 算法中引入加权系数 μ 来减小残余误差，则式（21）可以表示为

$$\boldsymbol{Y}_{2nd}=\boldsymbol{A}_q^{(P)}\boldsymbol{s}^{(P)}\boldsymbol{g}+\boldsymbol{A}_q^{(d)}(\boldsymbol{s}^{(d)}\boldsymbol{g}-\mu\boldsymbol{c}^{(d)}\hat{\boldsymbol{g}})+\boldsymbol{W} \tag{22}$$

其中:加权系数 μ 的选取准则为

$$\mu=\arg\min\{E(\boldsymbol{s}^{(d)}\boldsymbol{g}\text{-}\mu\boldsymbol{c}^{(d)}\hat{\boldsymbol{g}})^2\} \tag{23}$$

引入加权系数 μ 后的 ICI 消除的过程如图 4 所示，由于 ICI 消除后，其对信道估计的影响变小，故再利用 $\boldsymbol{Y}_{2nd}$ 进行第二次信道估计，可以提高信道估计精度。

2.2 算法仿真及分析

本节采用与 1.2 节相同的仿真环境，仿真过程中，图 4 中的加权系数模块会根据当前的移动速度和信噪比按照均方误差最小准则给出合适的加权系数值，当移动速度和信噪比值发生变化时，μ 的最优值也会随之变化。以移动速度 v=350km/h、信噪比 SNR=15dB 时为例，采用仿真软件提取参数的方法可以获得加权系数的最优值，μ 为 0.4。

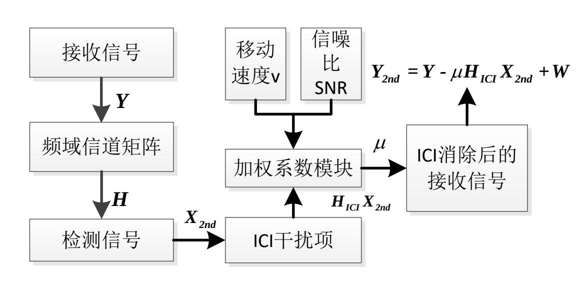


图 4 引入加权系数后的 ICI 消除过程

图 5 给出了 NMSE 随加权系数变化的曲线图，理论分析与仿真结果一致，当 μ 为 0.4 时所提算法相对于传统的 DKL-LMMSE 算法性能增益最大。由图 3 可知，当 SNR=15dB、μ=1 时，传统的 DKL-LMMSE 算法优于所提的 DKL-ICI-LMMSE 算法。引入加权系数 μ 后，当 μ>0.95 时，传统的 DKL-LMMSE 算法优于改进算法，即在速度 v=350km/h、信噪比 SNR=15dB 这一特定环境下引入的 μ 值不能大于 0.95，且在 μ 为 0.4 时为最佳取值。

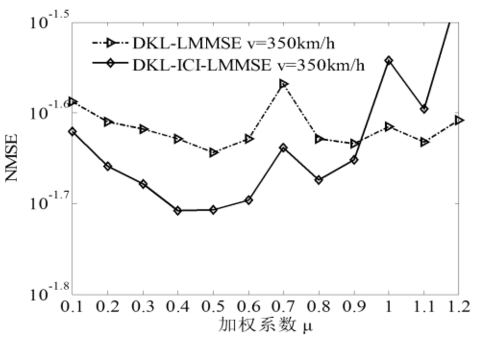


图 5 NMSE 随加权系数 μ 变化的曲线

图 6 对加权系数取值的正确性进行了进一步的验证，μ 分别取 0.2、0.4 及 0.6。由图可以看出，μ 为 0.4 时相比于 μ 为 0.2 和 0.6 时性能更好，与理论分析一致。

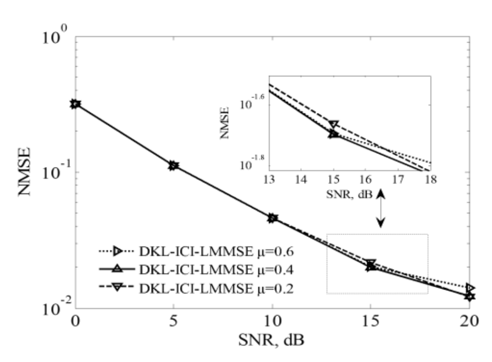


图 6 不同加权系数条件下 NMSE 随信噪比变化的曲线

由图 7 可知，引入加权系数后，残余误差对信道估计的影响明显减小。虽然 μ 为 0.4 是 SNR=15dB 条件下的最优取值，但是在 SNR 为 0-20dB 之间时，所提算法在性能上与传统的 DKL-LMMSE 算法相比有所提高，且在信噪比为 0dB 即信噪比为 1 时，NMSE 性能增益最大为 0.0714，如表 2 所示。

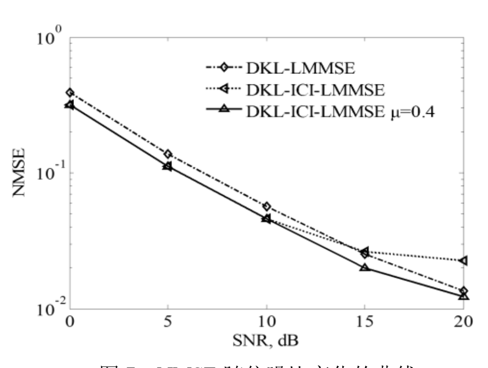


图 7　NMSE 随信噪比变化的曲线

表 2　两种算法的 NMSE 比较

SNR(dB)	DKL-LMMSE	DKL-ICI-LMMSE μ=0.4	NMSE 差值
0	0.3896	0.3182	0.0714
5	0.1377	0.1115	0.0262
10	0.0568	0.0456	0.0112
15	0.0253	0.0200	0.0053
20	0.0134	0.0122	0.0012

3　结束语

本文首先提出了一种基于 ICI 消除的二次快时变信道估计算法，采用两次信道估计，第一次信道估计用于提供信道状态信息，在保证符号率的前提下消除 ICI，第二次信道估计在 ICI 消除的情况下进行，可以提高信道估计精度。研究发现，达到一定的信噪比值后，二次信道估计算法不如传统算法。故又对简化的 PIC 算法进行改进，引入加权系数 μ，减小残余误差对信道估计的影响。仿真结果表明，在 SNR 为 0~20 dB 之间时，所提算法在性能上有明显的提高，在信噪比为 0dB 时，NMSE 性能增益为 0.0714。

参考文献：

[1] Wu Jingxian, Fan Pingzhi. A survey on high mobility wireless communications: challenges, opportunities and solutions [J]. IEEE Access. 2016, 4: 450-476.

[2] Jeon W G, Chan K H, Cho Y S. An equalization technique for OFDM systems in time-variant multipath channels [J]. IEEE Trans on Commun, 1999.

[3] Mostofi Y, Cox D C. ICI mitigation for pilot-aided OFDM mobile systems [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4 (2): 765-774.

[4] Hao Jinxing, Wang Jintao, Pan Changyong. Low complexity ici mitigation for MIMO-OFDM in time-varying channels [J]. IEEE Trans on Broadcasting, 2016, 62 (3): 1-9.

[5] Zafarani E, Omidi M J, Heydaryan F, et al. Oversampled Legendre basis expansion model for doubly-selective channels [C]// Proc of the 19th Iranian Conference on Electrical Engineering. [S. l.] : IEEE Press, 2011: 1-5.

[6] Zuo Huiling, Song Hengguo, Yuan Tianpeng, et al. Channel Modeling and Estimation in High-Speed Mobile Environment [C]// Proc of the 83rd IEEE Vehicular Technology Conference. [S. l.] : IEEE Press, 2016: 1-5.

[7] Bi Yuming, Zhang Jianhua, Zeng Ming, et al. Channel modeling and estimation for OFDM systems in high-speed trains scenarios [C]// Proc of the 83rd IEEE Vehicular Technology Conference. [S. l.] : IEEE Press, 2016: 1-6.

[8] Aboutorab N, Hardjawana W, Vucetic B. A new iterative doppler-assisted channel estimation joint with parallel ICI cancellation for high-mobility MIMO-OFDM systems [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2012, 61 (4): 1577-1589.

[9] Liao Jialing, Qiao Gang, Ma Xuefei. A novel parallel interference cancellation scheme for OFDM in time-varying underwater acoustic channels [C]// Proc of International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer. [S. l.] : IEEE Press, 2013: 3692-3696.

[10] Liu Chun Hao, Chuang Gene C H. Joint ICI cancellation and channel estimation with real-time channel adaptation for high-mobility OFDM systems [C]// Proc of GLOBECOM Workshops. [S. l.] : IEEE Press, 2011: 1376-1381.

[11] Nissel R, Rupp M. Doubly-selective MMSE channel estimation and ICI mitigation for OFDM systems [C]// Proc of IEEE International Conference on Communications. [S. l.] : IEEE Press, 2015: 4692-4697.

[12] Tang Z, Cannizzaro R C, Leus G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55 (5): 2226-2238.

[13] Guo Qilin, Wu Muqing, Zhang Qinjuan, et al. Iterative decomposed OFDM channel estimation algorithm over highly mobile channels [J]. Wireless Personal Communications, 2013, 71 (2): 1137-1158.

[14] Tomasin S, Gorokhov A, Yang H, et al. Iterative interference cancellation and channel estimation for mobile OFDM [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4 (1): 238-245.

[15] Zemen T, Mecklenbrauker C F. Time-variant channel estimation using discrete prolate spheroidal sequences [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53 (9): 3597-3607.

[16] Şenol H. Joint Channel Estimation and symbol detection for OFDM systems in rapidly time-varying sparse multipath channels [J]. Wireless Personal Communications, 2015, 82 (3): 1161-1178.

[17] Teo K A D, Ohno S. Optimal MMSE finite parameter model for doubly-selective channels [C]// Proc of IEEE Global Telecommunications Conference. [S. l.] : IEEE Press, 2005.

[18] 尼俊红，刘泽民．基于 MMSE 准则的改进型并行迭代 ICI 消除算法 [J]. 电路与系统学报, 2011, 16 (1): 74-78.

[19] Sheng Zhichao, Fang Yong, Wang Chen. A BEM method of channel estimation for OFDM systems in high-speed train environment [C]// Proc of International Workshop on High Mobility Wireless Communications. [S. l.] : IEEE Press, 2013: 6-9.